

This Page Is Inserted by IFW Operations
and is not a part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning documents *will not* correct images,
Please do not report the images to the
Image Problem Mailbox.

THIS PAGE BLANK (USPTO)



US006175588B1

(12) **United States Patent**
Visotsky et al.

(10) Patent No.: **US 6,175,588 B1**
(45) Date of Patent: **Jan. 16, 2001**

(54) **COMMUNICATION DEVICE AND METHOD FOR INTERFERENCE SUPPRESSION USING ADAPTIVE EQUALIZATION IN A SPREAD SPECTRUM COMMUNICATION SYSTEM**

(75) Inventors: **Yevgeny Visotsky, Skokie; Colin D. Frank, Chicago; Upamanyu Madhow, Urbana; Rahul Singh, Arlington Heights, all of IL (US)**

(73) Assignee: **Motorola, Inc., Schaumburg, IL (US)**

(*) Notice: Under 35 U.S.C. 154(b), the term of this patent shall be extended for 0 days.

(21) Appl. No.: **09/001,248**

(22) Filed: **Dec. 30, 1997**

(51) Int. Cl.⁷ **H04B 15/00**

(52) U.S. Cl. **375/148; 375/232**

(58) Field of Search **375/130, 147, 375/232, 324, 148, 346**

(56) **References Cited**

U.S. PATENT DOCUMENTS

4,829,543	5/1989	Borth et al.	375/83
5,105,435	4/1992	Stilwell	375/1
5,136,612	8/1992	Bi	375/1
5,267,261	11/1993	Blakeney, II et al.	375/1
5,377,226	12/1994	Davis	375/1
5,383,220	1/1995	Murai	375/1
5,396,516	3/1995	Padovani et al.	375/225
5,463,657	10/1995	Rice	375/200
5,550,810	8/1996	Monogioudis	370/18
5,553,062	9/1996	Schilling et al.	370/18
5,572,552	11/1996	Dent et al.	375/343
5,610,554	3/1997	Anvari	330/52
5,621,752	4/1997	Antonio et al.	375/200
5,671,255	9/1997	Wang et al.	375/341
5,677,930	10/1997	Bottomly	375/208
5,692,006	11/1997	Ross	375/130
5,717,717	2/1998	Yang et al.	375/232

5,978,413	• 11/1999	Bender	375/206
5,982,825	• 11/1999	Tsujiimoto	375/347

FOREIGN PATENT DOCUMENTS

0 526 439 A1	2/1993	(EP)
0 641 102 A2	3/1995	(EP)
WO 95/09493		
A1	4/1995	(WO)
WO 96/37054		
A1	11/1996	(WO)
WO97/08846	3/1997	(WO)
WO97/08848	3/1997	(WO)

OTHER PUBLICATIONS

J. Tjdhof et al., "On the Design and Realization of Adaptive Equalization for Mobile Communication", *First Signal Processing Adv. in Wireless Communications*, IEEE, Paris, France, Apr. 16-18, 1997, pp. 381-4.

Bernasconi et al., "Design and experimental characterization of a rake receiver for a mobile station of a DS-CDMA system", 1996, pp. 154-8.

* cited by examiner

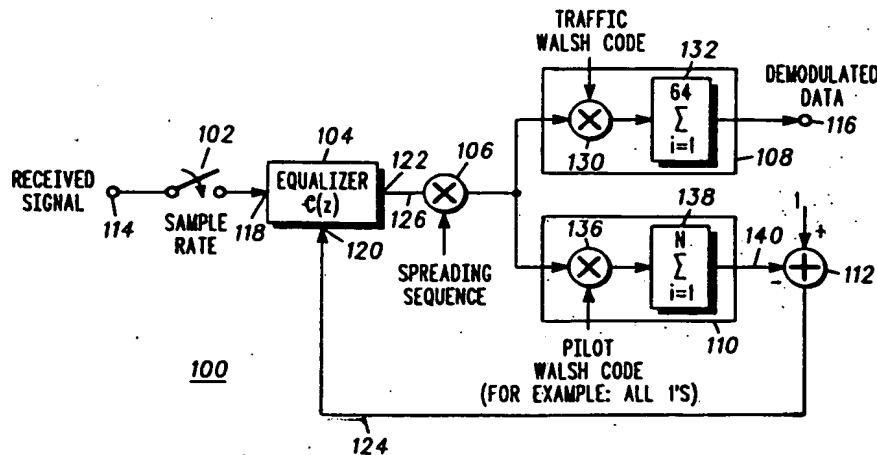
Primary Examiner—Temesghen Ghebretinsae

(74) *Attorney, Agent, or Firm*—John G. Rauch; Paul J. Bartusiak

(57) **ABSTRACT**

A communication device such as a mobile station (410) for a spread spectrum communication system includes a receiver (100) having an adaptive equalizer (104) which suppresses interference on a received spread spectrum signal to produce an equalized signal (126). A pilot channel demodulator (110) demodulates the equalized signal to produce an estimate of the pilot channel (140). A summer (112) compares the pilot channel estimate and a predetermined data pattern to produce an error signal (124). A traffic channel demodulator (108) demodulates the equalized signal to produce one or more traffic channels.

33 Claims, 6 Drawing Sheets



THIS PAGE BLANK (USPTO)

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 11-266232

(43)Date of publication of application : 28.09.1999

(51)Int.Cl.

H04J 13/04
H04B 1/10
H04B 3/10
H04B 7/005

(21)Application number : 10-368991

(71)Applicant : MOTOROLA INC

(22)Date of filing : 25.12.1998

(72)Inventor : VISOTSKY YEVGENY
FRANK COLIN D
MADHOW UPAMANYU
SINGH RAHUL

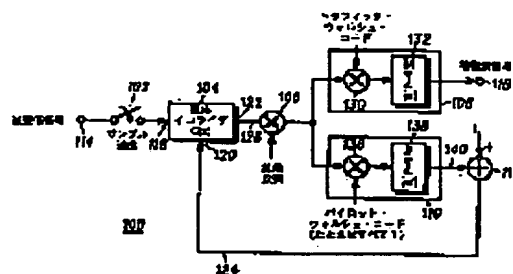
(30)Priority

Priority number : 97 1248 Priority date : 30.12.1997 Priority country : US

(54) COMMUNICATION EQUIPMENT AND METHOD FOR SUPPRESSING INTERFERENCE BY USING
ADAPTIVE EQUALIZATION IN SPREAD SPECTRUM COMMUNICATION SYSTEM

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide the improved interference suppression method for a DS- CDMA system.
SOLUTION: This communication equipment of a mobile station or the like for a spread spectrum communication system which is provided with a receiver 100 provided with an adaptive equalizer 104 for suppressing interference on received spread spectrum signals and generating equalized signals 126. A pilot channel demodulator 110 demodulates the equalized signals and generates the estimated value 140 of a pilot channel. An adder 112 compares the pilot channel estimated value with a prescribed data pattern and generates error signals 124. A traffic channel demodulator 108 demodulates the equalized signals and generates one or more traffic channels.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

THIS PAGE BLANK (USPTO)

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平11-266232

(43) 公開日 平成11年(1999) 9月28日

(51) Int.Cl.⁶

識別記号

F I

H 0 4 J 13/04

H 0 4 J 13/00

G

H 0 4 B 1/10

H 0 4 B 1/10

L

3/10

3/10

A

7/005

7/005

審査請求 未請求 請求項の数 8 O L (全 18 頁)

(21) 出願番号

特願平10-368991

(22) 出願日

平成10年(1998)12月25日

(31) 優先権主張番号

0 0 1 2 4 8

(32) 優先日

1997年12月30日

(33) 優先権主張国

米国 (U S)

(71) 出願人 390009597

モトローラ・インコーポレイテッド

MOTOROLA INCORPORATED

アメリカ合衆国イリノイ州シャンバーグ、
イースト・アルゴンクイン・ロード1303

(72) 発明者 イエブジニー・ピソトスカイ

アメリカ合衆国イリノイ州スコキー、アパートメント303、オールド・オーチャード・ロード4700

(74) 代理人 弁理士 大貫 進介 (外1名)

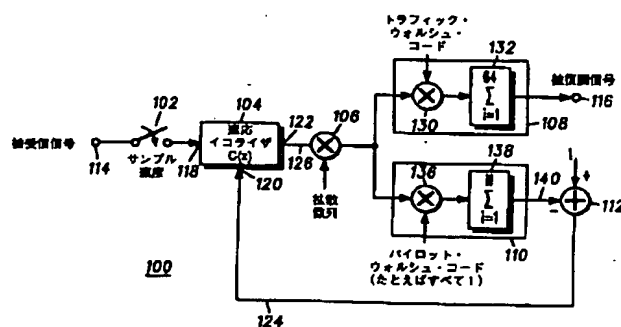
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 拡散スペクトル通信システムにおいて適応等化を用いて干渉抑制を行うための通信装置および方法

(57) 【要約】

【課題】 DS-CDMA システムのための改善された干渉抑制法を提供する。

【解決手段】 拡散スペクトル通信システムのための、移動局 410 などの通信装置は、被受信拡散スペクトル信号上の干渉を抑制して被等化信号 126 を生成する適応イコライザ 104 を有する受信機 100 を具備する。パイロット・チャネル復調器 110 が、被等化信号を復調して、パイロット・チャネルの推定値 140 を生成する。加算器 112 は、パイロット・チャネル推定値と所定のデータ・パターンとを比較して、誤差信号 124 を生成する。トラフィック・チャネル復調器 108 は、被等化信号を復調して、1 つ以上のトラフィック・チャネルを生成する。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 受信機（100）において無線周波数（RF）信号を受信する方法であって：適応イコライザ（104）において、前記RF信号を等化し、被等化信号（126）を生成する段階；前記被等化信号を復調し、被復調データ（116）を生成する段階；前記被等化信号のパイロット・チャネルと、所定のデータ・シーケンスとを比較することにより、誤差信号（124）を生成する段階；および前記誤差信号にตอบสนองして、前記適応イコライザを適応する段階；によって構成されることを特徴とする方法。

【請求項 2】 前記RF信号に関して信号対雑音比（SNR）の推定値を生成する段階（318）；および前記SNR推定値にตอบสนองして、前記被復調データをスケールリングする段階（322）；によってさらに構成されることを特徴とする請求項 1 記載の方法。

【請求項 3】 最尤符号化アルゴリズムによりスケールリングされた被復調データを解読する段階（530）によってさらに構成されることを特徴とする請求項 2 記載の方法。

【請求項 4】 第 1 時間間隔の間にパイロット・シンボルを受信する段階；前記第 1 時間間隔を散在させる第 2 時間間隔の間にデータ・シンボルを受信する段階；および前記第 1 時間間隔の間の前記適応イコライザ（604）を適応する段階（616）；によってさらに構成されることを特徴とする請求項 1 記載の方法。

【請求項 5】 前記第 2 時間間隔の間の前記被復調データを提供する段階（614）によってさらに構成されることを特徴とする請求項 4 記載の方法。

【請求項 6】 第 1 時間間隔の間にパイロット・シンボルを受信する段階；前記第 1 時間間隔を散在させる第 2 時間間隔の間にデータ・シンボルを受信する段階；前記第 1 時間間隔の間に前記適応イコライザ（704）を適応して、第 1 被等化信号を生成する段階；および前記適応イコライザ（704）からの係数を用いて、前記第 2 時間間隔の間に被補間イコライザ（716）を補間し、第 2 被等化信号を生成する段階；によってさらに構成されることを特徴とする請求項 1 記載の方法。

【請求項 7】 前記第 1 被等化信号にตอบสนองして、前記誤差信号を生成する段階（724）；および前記第 2 被等化信号を復調して、前記被復調データを生成する段階（722）；によってさらに構成されることを特徴とする請求項 6 記載の方法。

【請求項 8】 前記RF信号のパイロット・チャネルと 1 つ以上の同期チャネルとを抽出する段階；および前記パイロット・チャネルおよび前記 1 つ以上の同期チャネルにตอบสนองして、前記誤差信号を生成する段階；によってさらに構成されることを特徴とする請求項 1 記載の方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、一般に通信システムに関する。さらに詳しくは、本発明は、拡散スペクトル通信システムにおいて適応等化を用いて干渉抑制を行うための通信装置および方法に関する。

【0002】

【従来の技術および発明が解決しようとする課題】 拡散スペクトル通信システムにおいて、基地局から移動局へのダウンリンク送信には、パイロット・チャネルと複数のトラフィック・チャネルとが含まれる。パイロット・チャネルは、すべてのユーザにより解読される。各トラフィック・チャネルは、単独のユーザにより解読されることを意図する。従って、各トラフィック・チャネルは、基地局と移動局の両方に既知のコードを用いて暗号化される。パイロット・チャネルは、基地局とすべての移動局に既知のコードを用いて暗号化される。パイロット・チャネルおよびトラフィック・チャネルを暗号化することで、システム内の送信スペクトルが拡散される。

【0003】 拡散スペクトル通信システムの一例に、

「Mobile Station-Base Station Compatibility Standard for Dual-Mode Wideband Spread Spectrum Cellular System」（「IS-95」）と題する電気通信工業会／電子工業会（TIA/EIA）暫定規準IS-95に準拠するセルラ無線電話システムがある。システム内の個別のユーザは同一の周波数を用いるが、個別の拡散コードを用いることにより互いに区別することができる。その他の拡散スペクトル・システムには、通常DCS1900と称される1900MHzで動作する無線電話システムが含まれる。他の無線機および無線電話システムも同様に拡散スペクトル法を用いる。

【0004】 IS-95は、直接シーケンス符号分割多重接続（DS-CDMA: direct sequence codedivision multiple access）通信システムの一例である。DS-CDMAシステムにおいては、送信は疑似乱数ノイズ（PN: pseudorandom noise）コードにより拡散される。データは、チップ毎に拡散される。この場合チップとは拡散スペクトルの最小継続時間暗号化要素である。

【0005】 拡散スペクトル通信システムで用いられる移動局は、レーキ受信機（RAKE receiver）を採用する。レーキ受信機は、独立して無線周波数（RF）信号を受信する 2 つ以上の受信機フィンガを備える整合フィルタ受信機の一つである。各フィンガは、チャネルの利得と位相とを推定し、RF信号を復調して、トラフィック・シンボルを生成する。受信機フィンガのトラフィック・シンボルは、シンボル合成器において合成され、被受信信号を生成する。

【0006】 レーキ受信機は、多重経路電波を合成し、それによってチャネル・ダイバーシチに利用するために、拡散スペクトル通信システムにおいて使用される。多重経路電波には、送信機から直接的に受信される見通し線電波（line of sight rays）と、目標物および陸地

から反射される電波とが含まれる。受信機で受信される多重経路電波は、時間的に隔てられる。この時間的間隔または時間差は、通常は数チップ時間程度である。別々のレーキ・フィンガ出力を合成することにより、レーキ受信機は経路のダイバーシチを得る。

【0007】一般に、レーキ受信機フィンガは、もっとも強力な多重経路電波の集合に割り当てられる。すなわち、受信機は、被受信信号の局所極大値の位置を特定する。第1フィンガがもっとも強力な信号を受信するよう割り当てられ、第2フィンガが次に強力な信号を受信するよう割り当てられ、この要領で次々にフィンガが割り当てられる。フェーディングやその他の原因によって被受信信号の強度が変化すると、フィンガの割当が変更される。フィンガ割当の後、極大値の時間的位置がゆっくりと変化し、これらの位置は各々の割り当てられたフィンガ内で時間追跡回路によって追跡される。

【0008】DS-CDMA受信機の性能における制約の1つは、受信機における多重接続干渉またはノイズである。一般に、基地局から加入者ユニットへの順方向リンク上には、多重接続干渉の源が2つある。第1の源は、目的の被受信信号と同じ基地局からあるいは同じ基地局の同じセクタから発する多重経路である。基地局から送信される多重トラフィック信号は、基地局の送信機において直交する。これは、カバーするウォルシュ・コードが直交するためである。レーキ受信機においては、直交する被受信トラフィック信号からの干渉は完全に抑制される。しかし、基地局と受信機との間のチャンネルにおける多重経路は、時間的遅延を招くことによって、ウォルシュ・コードの直交性を破壊する。その結果として、多少の多重接続干渉が導入される。

【0009】多重接続干渉の第2の源は、加入者ユニットとソフト・ハンドオフ状態にあるセクタと加入者ユニットとソフト・ハンドオフ状態にないセクタの両方を含む他のセクタからの干渉である。近隣のセクタから送信される信号は、チャンネルに関わらず直交せず、そのために受信機において多少の多重接続干渉が導入される。このような条件下で、レーキ受信機の性能は、多重接続干渉により制限される。

【0010】従って、DS-CDMAシステムのための改善された干渉抑制法が当技術において必要とされる。

【0011】

【実施例】図1を参照して、受信機100は、サンプラ102、適応イコライザ (adaptive equalizer) 104、デスプレッタ106、トラフィック・チャンネル復調器108、パイロット・チャンネル復調器110および加算器112を具備する。受信機100は、入力114において拡散スペクトル信号を受信し、出力116において被復調トラフィック・チャンネルを生成する。図示される実施例においては、受信機100は、「Mobile Station-Base Station Compatibility Standard for Dual-Mod

e Wideband Spread Spectrum Cellular System」(「IS-95」)と題する電気通信工業会/電子工業会(TTA/EIA)暫定規準IS-95に準拠するDS-SS通信システムで用いるのに適する。このようなシステムは、特定の地域における移動局のために、各々がその地域に無線電話サービスを提供する複数の基地局を備える。特に、受信機100は、遠隔の基地局から移動局へとIS-95ダウンリンクを受信するのに良く適する。しかし、この受信機は任意の適切な拡散スペクトル・システムにおいて用いることができる。

【0012】入力114において受信される拡散スペクトル信号は、一般に複数のチャンネルを含む。IS-95システムにおいては、これらのチャンネルは、パイロット・チャンネルまたはパイロット信号、ページング・チャンネルおよび複数のトラフィック・チャンネルまたはトラフィック信号を含む。パイロット・チャンネルは制御チャンネルを形成する。これは、システム捕捉のために用いられ、トラフィック・データを含まない。複数のチャンネルは、すべて実質的に直交する、すなわち任意の2つのチャンネルの相互相関は実質的にゼロである。たとえば、IS-95システムにおいて、ダウンリンクは、最大64個の論理チャンネル(コード・チャンネル)で構成される。これらのチャンネルは独立しており、異なるデータ・ストリームを運ぶ。コード・チャンネルは、64個のウォルシュ・コードまたはアダマール・コード(Hadamard codes)の集合のうちの1つにより構成される。パイロット・チャンネルは、ウォルシュ(0)から構成され、トラフィック・チャンネルは受信機100に既知のウォルシュ・コードから構成される。ウォルシュ・コードは直交するので、送信されるチャンネルは直交する。

【0013】サンプラ102は、被受信拡散スペクトル信号を、サンプル速度において個別の時間信号に変換する。図示される実施例においては、サンプル速度は、通常はチップ速度の少なくとも2倍であり、IS-95システムに関しては、毎秒1.2288メガチップで、約0.814μ秒/チップのチップ時間に相当する。チップ速度は、シンボル速度よりも速い。IS-95においては、64のチップ/シンボルが存在する。あるいはサンプル速度をチップ速度の4倍、8倍またはそれ以上とすることもできる。

【0014】適応イコライザ104は、拡散スペクトル信号を受信する入力118と、誤差信号124を受信する入力120とを有する。適応イコライザは、拡散スペクトル信号上の干渉を抑制して、出力122において、被等化信号126を生成する。適応イコライザ104は、等式

【数1】

$$C(z) = \sum_{m=-L}^L C_m z^{-m}$$

により定義されるが、 C_m 、 $-L \leq m \leq L$ は、イコライザの n 係数である。適応イコライザ 104は、有限トランスバースル・フィルタ (finite transversal filter) として、または他の適切な構造において実現することができる。適応イコライザ 104は、フィルタの係数を適応処理して、出力 122におけるノイズ、干渉およびシンボル間干渉 (intersymbol interference) による平均二乗誤差を最小限に抑える。適応イコライザ 104の適応処理は、出力 122においてデータをより正確に表現するために係数を移動すべき方向をイコライザに標示する誤差信号 124により行われる。本発明により、適応イコライザ 104は、受信機 100が受信するパイロット・チャンネルを用いて適応し、被等化信号を生成する。

【0015】デスプレッダ 106は適応イコライザに結合し、所定の拡散シーケンスにตอบสนองして被等化信号 126を拡散解除する。拡散シーケンスは、セルラ通信システム内の基地局などの送信機と、受信機とによって共有される。

【0016】トラフィック・チャンネル復調器 108は、被等化信号 126を復調して、1つ以上のトラフィック・チャンネルを生成する。トラフィック・チャンネル復調器 108は、デスプレッダ 130と加算器 132とを具備する。デスプレッダ 130は、適切なウォルシュ・コードを適用することにより被等化信号を拡散解除する。ウォルシュ・コードは、受信機 100が動作する通信システムにより指定される。各トラフィック・チャンネルには、一意的にウォルシュ・コードが割り当てられ、適切なウォルシュ・コードの識別子が受信機 100に通信されるので、受信機はそれに割り当てられるトラフィック・チャンネルを復調することができる。加算器 132は、所定の期間に亘って例えば 64のチップを加算して、出力 116に被復調データ・シンボルを生成する。

【0017】パイロット・チャンネル復調器 110は、トラフィック・チャンネル復調器 108と同様に動作する。パイロット・チャンネル復調器 110は、被等化信号を復調して、パイロット・チャンネル推定値を生成する。パイロット・チャンネル復調器 110は、デスプレッダ 136と加算器 138とを具備する。デスプレッダ 136は、パイロット・チャンネル・ウォルシュ・コードを適用して、被等化信号を拡散解除する。図 1に示されるように、IS-95においては、パイロット・チャンネル・ウォルシュ・コードは、ウォルシュ (0) に対応するすべて +1 のデータ値で構成される。拡散解除されたチップが所定の期間に亘り、たとえば 64チップなどが加算器 138において加算され、被推定パイロット信号 140を生成する。下記に説明されるように、加算器は任意の整数

6

個のチップを加算することができるので、適応イコライザはチップ速度の任意の整数倍において適応される。

【0018】加算器 112は、被推定パイロット信号 140と所定のデータ・パターンとを合成して、誤差信号 124を形成する。好ましくは、所定のデータ・シーケンスは、パイロット・チャンネルを形成するのと同じデータ・シーケンスである。図示される実施例においては、これはすべて +1 の値のパターンである。加算器 112は、+1 値と被推定パイロット信号の負の値とを加算して、誤差信号 124を形成する。被推定パイロット信号が所定のデータ・パターンと一致すると、誤差信号は 0 値となり、適応イコライザ 104において調整または適応は行われない。加算器 112の代わりに、比較器またはその他の論理装置を用いることもできる。加算器 112は、パイロット・チャンネル推定値にตอบสนองして、誤差信号を生成する誤差信号発生器を形成する。

【0019】上記の如く、IS-95順方向チャンネルまたはダウンリンクは、直交コードを用いて、順方向リンク・パイロット、ページングおよびトラフィック・チャンネルを分別する。順方向リンク上に直交ウォルシュ・コードを用いると、その結果として、等化により、チップの信号対雑音比 (SNR: signal to noise ratio) が低くても、かなりのノイズ抑制効果をあげることができる。ノイズ抑制の改善は、チャンネルと、他セル干渉対セル内干渉の比である I_{oc}/I_{or} とに依存するが、チップ・エネルギーのセル内干渉に対する比である E_c/I_{or} には依存しない。所望の基地局またはセクタから送信されるウォルシュ・コードは直交するので、チャンネルが多重経路を持たない場合は、受信機においてセル内多重接続干渉は見られない。多重経路を持つチャンネルに関しては、チャンネルをゼロ強制イコライザ (zero forcing equalizer) で反転することにより、セル内多重接続干渉を完全に除去することができる。セル内干渉が他セル干渉と加法白色ガウス・ノイズ (AWGN: additive white Gaussian noise) を支配する場合は、リンク性能はチャンネルに応じて数dBだけ改善することができる。

【0020】チャンネルを反転すると、他セル干渉とバックグラウンドAWGNの和である加法ノイズを強化することができる。最小平均二乗誤差 (MMSE: minimum mean square error) 規準を最小限にするイコライザが受信機 100により用いられ、他セル干渉およびAWGNの両方に起因するノイズの増大に対するセル内干渉の削減という利点を最適に重み付けする。

【0021】多重経路チャンネルにより濾波される他セル干渉は、非白色ノイズとして加入者ユニットに現れる。他セル干渉がセル内干渉を支配する場合は、MMSEイコライザが他セル干渉を (白色化することにより) 抑制し、性能を数dBだけ改善することができる。

【0022】セル内干渉も他セル干渉も支配的でない場合は、最適イコライザは所望の干渉セルと加入者ユニッ

10

20

30

40

50

トとの間の伝播チャネルと、他セル干渉対セル内干渉比の両方に依存する。

【0023】受信機100のSNRを、レーキ・フィルタなどの整合フィルタに関するSNRと比較することができる。無限衝撃応答(IIR: infinite impulse response) MMSEイコライザのSNRを計算することにより、イコライザの制限性能を極めて直接的に評価することができる。

【0024】 $\{f_i\}$ を、所望のセクタから受信機100を含む移動局へのチャネルの衝撃応答係数とし、 $F(z)$ を $F(z) = \sum f_i z^{-i}$ で与えられるチャネルの z 変換とする。

この用途に関するMMSEイコライザ $C(z)$ を式：

【0025】

【数2】

$$C(z) = \frac{F^*(1/z)}{P(z) + (I_{oc}/I_{or})'}$$

で与える。ただし

【0026】

【数3】

$$P(z) = F(z)F^*(1/z)$$

で与える。ただし、数列 $\{p_i\}$ は $P(z)$ の z 変換の逆数である。上記の両方の等式において、チャネルのエネルギー $\{f_i\}$ が1に等しいので、 $\sum |f_i|^2 = 1$ ($|p_0|^2 = 1$ として)となる。また、上記の両方の式において、他セル干渉 I_{oc} を、加法白色ガウス・ノイズと同じ数値特性を有するものと想定する。

【0031】MMSEイコライザにより得ることのできる性能の改善は、 E_c/I_{or}' には関わらない。これは、所望のトラフィック・チャネルに割り振られる順方向リンク・

$$\Delta = \left(\left(\frac{b_o}{1-b_o} \right) \left(\sum p_i^2 - 1 + (I_{oc}/I_{or}) \right) \right).$$

により与えられる。 I_{oc}/I_{or}' が小さい場合は、受信機性能において大幅な改善が得られる。これは、MMSEイコライザが支配的なセル内干渉を抑制するゼロ強制イコライザに極めて近いためである。 I_{oc}/I_{or}' が大きい場合は、MMSE受信機と整合フィルタ受信機とはほぼ同等であるので、等化により極めて些少な性能利点が得られるに過ぎない。しかし、これは加法ガウス・ノイズが白色の場合に限って当てはまる。多重経路チャネルにより濾波される他セル干渉に起因する加法干渉は、一般には非白色で

とし、 I_{oc}/I_{or} は、他セル干渉(AWGNを含む)のセル内干渉に対する比を表すものとする。

【0027】MMSEイコライザ $C(z)$ の出力122におけるチップ信号対雑音比は：

【0028】

【数4】

$$\left(\frac{E_c}{N_t} \right)_{MMSE} = \frac{E_c}{I_{or}} \left(\frac{b_o}{1-b_o} \right),$$

で与えられる。ただし

【0029】

【数5】

$$b_o = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{P(e^{j\omega})}{P(e^{j\omega}) + (I_{oc}/I_{or})} d\omega,$$

とし、 E_c/N_t はチップ・エネルギーの、チャネル上の総ノイズに対する比とする。比較のために、レーキ受信機などの整合フィルタ受信機のチップ信号対雑音比を：

【0030】

【数6】

エネルギーの一部である。これは、イコライザの改善が信号対雑音比に依存する標準的な単独ユーザの等化の問題とは異なる。この理由から、特定のチャネル $P(z)$ におけるMMSEイコライザの性能改善は、単に関数 I_{oc}/I_{or}' となる。性能改善 Δ は、2つの受信機のチップ信号対雑音比の比率であり、以下の式：

【0032】

【数7】

あり、MMSEイコライザで他セル干渉を抑制することにより、性能における大きな利得を得ることができる。

【0033】図1に標示されるように、本発明により、MMSEイコライザは、パイロット信号を適応的に利用して実現される。誤差信号がパイロット信号にตอบสนองして生成され、適応イコライザ104を適応するために用いられる。最小平均二乗(LMS: least mean squares)または帰納最小平均二乗(RLS: recursive least mean square)などの任意の適切な適応アルゴリズムを用いること

ができる。

【0034】適応イコライザ104は、チップ速度の任意の整数倍において適応させることができる。すなわち、加算器138内で加算されるチップ数を、任意の正の整数となるように選択することができる。適応MMSE法は、誤差測定前に合成されるチップ数とは（尺度計数内で）無関係である。誤差を測定するために用いられる観測の信号対雑音比は、加算されるチップ数と共に増大し、アルゴリズムの反復速度は減少する。適応されるアルゴリズムの反復速度に対する測定SNRの最良の妥協点を決定することにより、イコライザの収束速度を加算されるチップ数に亘り最適化することができる。

【0035】イコライザに割り当てられる1秒あたりの計算数における制約によって、イコライザの最大反復速度が制限される。その場合、適応アルゴリズムが必要とする1秒当たりの計算数が指定される最大値より小さくなるまで、誤差測定の前に加算されるチップ数を増大させることができる。

【0036】図1の被測定平均二乗誤差は、合成されるチップ数が64の整数倍数ではなく、チップが加算される期間がウォルシュ・コード境界と整合しない場合は、真の平均二乗誤差とはならない。この理由は、セル内干渉は整数のウォルシュ・コードの期間しか測定できないためである。特定の長さ、たとえば64の個々のウォルシュ・コードは、一般的には、この長さに亘り直交するに過ぎず、部分区間には一般的には直交しない。

【0037】上記の説明では、他セル干渉を加法白色ガウス・ノイズとして扱う。しかし、特定のセクタからの干渉は、有色ガウス・ノイズとして見なすほうが適切である。単独セクタ干渉源からの他セル干渉が多重経路チ

ャネルを通じて観測される場合は、この干渉は、チャネルにより導入されるスペクトル整形のためにはや白色ではない。他セルと移動受信機との間のチャネルが衝撃 $\{g_i\}$ と z 変換 $G(z) = \sum g_i z^{-i}$ を有するとする。この定義では、他セル干渉のパワー・スペクトルは：

【0038】

【数8】

$$I_{oc} \rightarrow I_{oc} G(z) G^*(1/z),$$

となる。ただし、チャネルは正規化されるので $\sum |g_i|^2 = 1$ であることを想定する。

【0039】他セルも多重経路チャネルを通過することがあるというこの問題は、フィルタ $G^{-1}(z)$ を用いることで他セルからのノイズを白色化することにより、上記の問題と同等とすることができる。所望のセクタに関して得られる同等のチャネルは、単に：

【0040】

【数9】

$$F'(z) = F(z) G^{-1}(z).$$

$$F'(z) = F(z) G^{-1}(z)$$

となる。上記のMMSE受信機に関する結果のすべては、 $F(z)$ を $F'(z)$ で置換する場合である。

【0041】整合フィルタ受信機の性能と整合フィルタに対するイコライザの改善の両方に関する表現を、非白色他干渉について書き換えなければならない。整合フィルタの性能は、以下の式を用いて非白色他セル干渉について修正することができる。すなわち：

【0042】

【数10】

$$\begin{aligned} c_0 &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} F(e^{j\omega}) F^*(e^{-j\omega}) G(e^{j\omega}) G^*(e^{-j\omega}) d\omega \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} X(e^{j\omega}) G(e^{j\omega}) G^*(e^{-j\omega}) d\omega \end{aligned}$$

この定義では、整合フィルタ受信機のSNRは、次式により与えられる：

【0043】

【数11】

$$\left(\frac{E_c}{N_t} \right) = \frac{E_c}{I_{or}} \left(\frac{1}{\sum p_i^2 - 1 + (I_{oc}/I_{or}) c_0} \right),$$

また、MMSEイコライザと整合フィルタ受信機との間のSNRの差 Δ は次式で与えられる：

【0044】

【数12】

$$\Delta = 10 \log \left(\left(\frac{b_0}{1-b_0} \right) (\sum p_i^2 - 1 + (I_{oc}/I_{or}) c_0) \right),$$

ただし b_0 は、 $F(z)$ ではなく $F'(z)$ に関して、ここでは評価される。

【0045】適応イコライザ104は、他セルまたはセ

クタからの非白色干渉を自動的に抑制する。イコライザの修正は必要ない。

【0046】 倍数定数内では、MMSEイコライザは同一のセクタから送信されるすべてのトラフィック・チャンネルに関して同じである。この結論には、2つの重要な結果が含まれる。第1に、IS-95上で入手可能な非変調パイロット信号を用いて、イコライザを調整することができる。第2に、多重トラフィック・チャンネルが単独の加入者に割り当てられる高データ速度の用途においては、ト

$$r_i = \sum_{j=1}^{\text{\#users}} A_j \sum_k b_{j,k} \sum_{l=1}^L f_l p_{j,i+64k-l} + n_i,$$

ただし、j 番目のチャンネル（ウォルシュ・コード）については、 A_j が信号振幅を、 $b_{j,k}$ が k 番目のデータ・シンボルを示す。また、数列 $\{p_j, L\}$ は拡散シーケンスを示す（ここでは、拡散シーケンスとは、ウォルシュ・コードと長さ 2^{15} に増大されるMLS R 数列の複合を指す）。数列 $\{f_l\}$ は所望のセクタと移動局との間のチャンネルを示し、数列 $\{n_i\}$ は、通常は非白色である定常ガウス・ノイズ数列を表す。図1では、パイロット・チャンネルのウォルシュ相関子はNチップに亘り加算され、トラフィック・チャンネルのウォルシュ相関子は64チップ（IS-95におけるビット当たりのチップ数）に亘り加算される。パイロット相関子のこの普遍化は、イコライザを更新することのできる速度に関わる項目を言及するために用いられる。所望の信号がチャンネル1に送信されるとして、長さLのベクトルRを次式で定義する：

【0049】

【数14】

$$R_l = \sum_{i=1}^N r_{l+i-1} p_{1,i}^*.$$

定義により、長さLのMMSEイコライザcが、次式で与えられる平均二乗誤差を最小にする：

【0050】

【数15】

$$\Gamma_{l,m} = E(R_l R_m^*) = \left(N \sum_j A_j^2 \sum_{k=1}^L f_k f_{m-l+k}^* \right) + N^2 A_1^2 f_l f_m^* + N \phi(m-l) + (1 - \delta(N-64)) N \left(\sum_{j=1}^L A_j^2 \right) f_l f_m^*.$$

（直交コード）

ただし、 $\phi(\cdot)$ は、加法ノイズ数列 $\{n_i\}$ の共分散であり、 δ はディラックのデルタ関数を示すために用いられる。相関長Nが64に等しい場合は、1シンボル当たりのチップ数、すなわち加算の最終項は等しくゼロになる。乱数コード（ベルギーの乱数変数の独立して等し

ラフィック・チャンネルのすべてを同一のイコライザを用いて復調することができる。イコライザをチップ速度の任意の倍数において更新することができることも正式に示される。

【0047】 数列 $\{r_i\}$ が図1のイコライザへの入力を示すものとする。この数列は、次のように書き換えることができる：

【0048】

【数13】

$$E(|R^H c - 1|^2),$$

$$E(|R^H c - 1|^2)$$

ただし、上付き字のHは、共役転置を示すために用いられる。上記の定義を用いて、MMSEイコライザが次式により与えられることを示すことができる：

【0051】

【数16】

$$c = E(RR^H)^{-1} E(R) = \Gamma^{-1} \mu,$$

$$c = E(RR^H)^{-1} E(R) = \Gamma^{-1} \mu$$

ただし、共分散行列 Γ は寸法 $L \times L$ を有し、 μ は長さLのベクトルで、その要素は次式で与えられる：

【0052】

30 【数17】

$$\mu_l = E(R_l) = N A_1 f_l.$$

$$\mu_1 = E(R_1) = N A_1 f_1$$

直交チャンネル（ウォルシュ・コードなどの）を持つCDMAシステムに関して、共分散行列 Γ は次式で与えられる：

【0053】

【数18】

く分配される数列）を採用するシステムに関しては、最終項を乗算するデルタ関数を伴う計数が消えて、共分散行列は次式で与えられる：

【0054】

【数19】

$$\Gamma_{l,m} = \left(N \sum_j A_j^2 \sum_{k \neq l} f_k f_{m-l+k}^* \right) + N^2 A_l^2 f_l f_m^* + N \varphi(m-l) \\ + N \left(\sum_{j \neq l} A_j^2 \right) f_l f_m^* .$$

(乱数コード)

ノイズ数列 $\{n_i\}$ には、スペクトル強度 N_0 の白色ガウス・ノイズと、他のセクタからの多重接続干渉の両方が含まれる。説明のために、単独のセクタを、所望のセクタからではないすべての多重接続干渉源と想定する。数列

$\{g_l\}$ は干渉セクタと加入者ユニットとの間のチャンネルを示すものとする。このモデルでは、加法ノイズ数列 $\{n_i\}$ の共分散は次式で与えられる：

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 5 & 5 \\ \text{数} & 2 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\varphi(m) = N_0 + \left(\sum_i B_k^2 \right) \left(\sum_i g_l g_{l+m}^* \right)$$

ただし B_j は、干渉セクタからの j 番目のチャンネル（ウォルシュ・コード）の振幅を示す。

【0056】上記の定義を用いて、MMSEイコライザ c の出力における平均二乗誤差を次のように書くことができる：

【0057】

【数21】

$$\text{MSE}_c = 1 - \mu^H \Gamma^{-1} \mu ,$$

また、信号対雑音比は次式で与えられる：

【0058】

【数22】

$$\text{SNR}_c = \frac{\mu^H \Gamma^{-1} \mu}{1 - \mu^H \Gamma^{-1} \mu} .$$

ここで、上記に定義されるMMSEイコライザに関して次のような観察を行うことができる。第1に、倍数定数内では、MMSEイコライザはすべてのトラフィック・チャンネルに関して同一である。第2に、倍数定数内では、MMSEイコライザは、直交コード（IS-95で用いられるウォルシュ・コードなど）を用いるCDMAシステムと、乱数拡散コードを用いるシステムとに関して同一である。

【0059】第1の観察結果から、特定のセクタから到

着するすべてのトラフィック・チャンネルを復調するには、1つのイコライザしか必要とされないことになる。さらに、第1の観察結果は、IS-95パイロット信号を用いて、MMSEイコライザを調整することができること、さらに一般的には、MMSEイコライザを調整するには任意の非変調トラフィック・チャンネルを用いることができることを示す。

【0060】第2の観察結果は、MMSEイコライザをシンボル速度以外の速度で適応することができるようにするので重要である。相関長 N がウォルシュ・コード長 64 よりも短い場合は、相関器出力に対する目的のチャンネル以外の拡散コードの貢献度はゼロとはならず、共分散行列 Γ は、乱数拡散コードを持つCDMAシステムについて同一になる。このため、任意の相関長 N について、パイロット・チャンネルのMMSEイコライザは、所望のチャンネルのMMSEイコライザの倍数定数内にある。従って、パイロット・チャンネルを用いてイコライザを調整することを選択すると、イコライザをチップ速度の倍数に等しい任意の速度において更新することができる（図1参照）。

【0061】上記の観察結果を、シャーマン・モリソンの恒等式を用いて証明することができる。まず、行列 Λ を以下のように定義する：

【0062】

【数23】

$$\Lambda_{l,m} = \left(N \sum_j A_j^2 \sum_{k \neq l} f_k f_{m-l+k}^* \right) + N \varphi(m-l) .$$

この定義により、直交コードに関しては次式が導かれる：

【0063】

【数24】

$$\Gamma = \Lambda + \left(N^2 A_l^2 + (1 - \delta(N-64)) N \left(\sum_{j \neq l} A_j^2 \right) \right) \mathbf{f} \mathbf{f}^H = \Lambda + \alpha \mathbf{f} \mathbf{f}^H ,$$

また、乱数コードに関しては次式が導かれる：

50 【0064】

【数 2 5】

$$\Gamma = \Lambda + \left(N^2 A_1^2 + N \left(\sum_{j=1} A_j^2 \right) \right) \mathbf{f} \mathbf{f}^H = \Lambda + \beta \mathbf{f} \mathbf{f}^H$$

上式では、 \mathbf{f} はチャネル係数 $\{f_1\}$ のベクトルであり、
 倍数定数 α 、 β は、標示どおり暗示的に定義される。こ
 こで、 Λ と \mathbf{f} とはどのチャネルが等化されるか（この場
 合はチャネル 1）、あるいは、トラフィック・チャネル
 が直交するか否かに依存しないことに留意されたい。さ
 らに Λ も \mathbf{f} も、 N すなわち合成されるチップ数に依存し
 ない。

【0065】上記の定義により、次式が得られる：

【0066】

$$\begin{aligned} \mathbf{c} &= (\Lambda - \eta \mathbf{f} \mathbf{f}^H)^{-1} N A_1 \mathbf{f} \\ &= N A_1 \left(\Lambda^{-1} \mathbf{f} - \frac{\eta}{1 + \lambda} \Lambda^{-1} \mathbf{f} \mathbf{f}^H \Lambda^{-1} \mathbf{f} \right) \\ &= N A_1 \left(1 + \frac{\eta}{1 + \lambda} \mathbf{f}^H \Lambda^{-1} \mathbf{f} \right) \Lambda^{-1} \mathbf{f} \\ &= \kappa \Lambda^{-1} \mathbf{f} \end{aligned}$$

最後の等式から、計数比 κ （特定のチャネル、合成され
 るチップ数 N およびコードが直交であるか乱数であるか
 に依存する）内では、MMSE イコライザは Λ 、 \mathbf{f} のみに依
 存することが明らかである。これで、上記の観察結果の
 証明が完了する。

【0068】正の定数 ϵ だけ MMSE イコライザとは異なる
 任意のイコライザ ϵ が、MMSE イコライザの出力と同じ
 SNR を持つ出力を生み出すので、倍数定数は重要ではな
 い。しかし、イコライザ出力の SNR は、倍数定数には影
 響を受けないが、このような計数比は 2 つの面で依然と
 して重要である可能性がある。第 1 は、受信機的设计に
 よっては、不適切な計数化によって必要とされる受信機
 のダイナミック・レンジが大きくなることもある。各ト
 ラフィック・チャネルの MMSE イコライザの計数比は潜在
 的に異なるが、ある 1 つのイコライザの利得はそれを通
 過するすべてのトラフィック・チャネル信号に関して同
 じである。このため、受信機にイコライザを包含するこ
 とで、イコライザに続く信号経路内のダイナミック・レ
 ンジの問題に影響を与えるべきではない。第 2 に、ソフト
 ・ハンドオフにおいて、合成結果の SNR を最大にする
 ためには、各イコライザの出力の正確な計数化が必要と
 される。ソフト・ハンドオフ中に本発明による受信機を
 使用することについては、図 2 および図 3 に関連して下
 記に説明する。

【0069】適応イコライザを備える受信機 100 など
 の受信機を用いることで、重要な利点が得られる。MMSE

【数 2 6】

$$\begin{aligned} \mathbf{c} &= \Gamma^{-1} \boldsymbol{\mu} \\ &= (\Lambda + \eta \mathbf{f} \mathbf{f}^H)^{-1} N A_1 \mathbf{f} \end{aligned}$$

ただし η は、チャネルが直交であるか乱数であるかによ
 り、 α または β に等しい。シャーマン・モリソンの恒等
 式を用いると、適切な定数 λ 、 κ に関しては次のように
 なる：

【0067】

【数 2 7】

イコライザは、どのチャネル（ウォルシュ・コード）が
 復調されようと同じである。これにより、適応イコライ
 ザを、パイロット・チャネルを用いて調整および適応す
 ることが可能になる。さらに、高データ速度でデータを
 送信する用途においては、単独のユーザにいくつかのウ
 ォルシュ・コードを割り当てることができる。イコライ
 ザはすべてのチャネルに関して同じなので、高データ速
 度のユーザは、復調すべきすべてのチャネルに関して同
 じイコライザを用いることができる。

【0070】図 2 を参照して、本発明による受信機の第
 2 実施例を示す。受信機 200 は、サンプラ 202、第
 1 受信機回路 201 および第 2 受信機回路 203 を備え
 る。本実施例においては、受信機は、2 つの遠隔トラ
 ンシーバまたは基地局の間のソフト・ハンドオフ状態にあ
 る移動局に関して、2 つの MMSE イコライザを台同適応す
 るために構築される。

【0071】第 1 受信機回路 201 は、第 1 適応イコ
 ライザ 204、第 1 デスプレッダ 206、第 1 トラフィッ
 ク・チャネル復調器 208、第 1 パイロット・チャネル
 復調器 210、第 1 遅延要素 212 および利得要素 21
 3 を具備する。同様に、第 2 受信機回路 203 は、第 2
 適応イコライザ 214、第 2 デスプレッダ 216、第 2
 トラフィック・チャネル復調器 218、第 2 パイロット
 ・チャネル復調器 220、第 2 遅延要素 222 および利
 得要素 223 を具備する。各受信機回路は、基地局など
 の遠隔送信機から拡散スペクトル信号を受信することを

割り当てられる。図 2 の要素の識別を完成するために、受信機 200 は、合成器 224、加算器 226 および合成器 228 をさらに備える。被受信信号は、合成器 228 において合成され、更なる処理を受ける。

【0072】受信機回路 201 と受信機回路 203 は、それぞれ図 1 の受信機 100 と同様に動作する。サンプル 202 は、受信された拡散スペクトル信号をチップ速度の整数倍、たとえばチップ速度の 1 倍、2 倍、4 倍または 8 倍などのサンプル速度において個別の時間信号に変換する。第 1 受信機回路 201 においては、適応イコライザ 204 は、拡散スペクトル信号を受信する入力 230 と、誤差信号 234 を受信する入力 232 とを有する。適応イコライザ 204 は、拡散スペクトル信号の干渉を抑制して、出力 238 において被等化信号 236 を生成する。デスプレッダ 206 は、所定の拡散シーケンスにตอบสนองして、被等化信号 236 を拡散解除する。トラフィック・チャンネル復調器 208 は、等化され、拡散解除された信号を復調して、トラフィック・チャンネル上に送信されるデータ・シーケンスの推定値を生成する。トラフィック・チャンネル復調器は、デスプレッダ 240 と加算器 242 とを備える。デスプレッダ 240 は、目的のトラフィック・チャンネルに関して適切なウォルシュ・コードを適用することにより、被等化信号を拡散解除する。加算器 242 は、64 チップなどの期間に亘りチップを加算して、被復調トラフィック・チャンネルを生成する。被復調データは、第 1 遅延要素 212 において所定の時間だけ遅延され、利得要素 213 において適切な利得により乗算され、合成器 228 に送られる。

【0073】第 2 受信機回路 203 においては、適応イコライザ 214 は、サンプリングされた拡散スペクトル信号を受信する入力 250 と、誤差信号 234 を受信する入力 252 とを有する。適応イコライザ 214 は、拡散スペクトル信号の干渉を抑制して、出力 258 において被等化信号 256 を生成する。デスプレッダ 216 は、所定の拡散シーケンスにตอบสนองして、被等化信号 256 を拡散解除する。第 1 受信機回路 201 と第 2 受信機回路 203 によって用いられる拡散シーケンスは、個々の基地局に対応する。ソフト・ハンドオフにおいては、各受信機回路が異なる基地局から信号を受信するので、拡散シーケンスは異なる。たとえば、IS-95 においては、拡散シーケンスは共通数列の異なる位相である。

【0074】トラフィック・チャンネル復調器 218 が、等化され、拡散解除された信号を復調して、トラフィック・チャンネル上に送信されるデータ・シーケンスの推定値を生成する。トラフィック・チャンネル復調器は、デスプレッダ 260 と加算器 262 とを備える。デスプレッダ 260 は、目的のトラフィック・チャンネルに関して適切なウォルシュ・コードを適用することにより、被等化信号を拡散解除する。加算器 262 は、64 チップなどの期間に亘りチップを加算して、被復調データを生成す

る。被復調データは、第 2 遅延要素 222 において所定の時間だけ遅延され、利得要素 223 において適切な利得により乗算され、合成器 228 に送られて、第 1 受信機回路 201 からの被復調データと合成される。

【0075】第 1 受信機回路 201 のパイロット・チャンネル復調器 210 と、第 2 受信機回路 203 のパイロット・チャンネル復調器 220 とは、受信機 200 の 2 つの適応イコライザの合同適応のために構築される。各受信機回路においては、パイロット・チャンネル復調器が、等化され拡散解除された、適応イコライザから受信された信号を復調して、パイロット・チャンネル推定値を生成する。パイロット・チャンネル復調器 210 は、デスプレッダ 264 と加算器 266 とを備える。デスプレッダ 264 は、パイロット・チャンネル・ウォルシュ・コードを適用して、被等化信号を拡散解除する。拡散解除されたチップは、所定の期間に亘り加算器 266 で加算され、被推定パイロット信号 272 を生成する。同様に、復調器 220 は、デスプレッダ 268 と加算器 270 とを備える。デスプレッダ 268 は、パイロット・チャンネル・ウォルシュ・コードを適用して、被等化信号を拡散解除する。拡散解除されたチップは、所定の期間に亘り加算器 270 内で加算され、被推定パイロット信号 274 を生成する。

【0076】図示される実施例においては、両受信機回路で用いられるパイロット・ウォルシュ・コードは同一のコードであり、すべて論理 1 である。これは、IS-95 装置と一致する。しかし、異なるパイロット・チャンネルを拡散解除するには、異なるウォルシュ・コードを用いることが必要な場合もある。また、上記の如く、加算器 266 と加算器 270 は、64 など、任意の整数個のチップを加算する。

【0077】第 1 受信機回路 201 からの被推定パイロット信号 272 と、第 2 受信機回路 203 からの被推定パイロット信号 274 とが合成器 224 内で合成される。合成器 224 は、2 つの被推定パイロット信号を加算して、その結果を加算器 226 に送る。加算器 226 は、この結果と所定のデータ・パターンとを合成して、誤差信号 234 を形成する。図 2 においては、所定のデータ・パターンは、IS-95 のパイロット信号と同様にすべて 1 である。誤差信号 234 は、適応イコライザ 204 と適応イコライザ 214 の両方に送られる。

【0078】図 2 の実施例においては、2 つの適応イコライザが共通の誤差信号に適應する。これを、本明細書においては合同適応 (joint adaptation) と呼ぶ。合同適応により、2 つのイコライザが合成された後で誤差が測定される。この実行例では、イコライザ係数の振幅が自動的に計数化され、合成結果の SNR を最大にする。しかし、パイロット振幅またはトラフィック・チャンネルの振幅のいずれかが等しくない場合は、標示される利得修正が必要とされることに留意されたい。図 2 において

は、 A_0 、 B_0 はパイロット振幅を表し、 A_1 、 B_1 が目的のトラフィック・チャンネルの振幅を表す。

【0079】基地またはセクタからの信号は、基地またはセクタがトラフィック・チャンネル上に目的の加入者に向かって送信しようとする場合は、「アクティブ」である。イコライザが割り当てられていなくても、アクティブと見なされる。同様に、基地局またはセクタは、通常は、基地またはセクタがトラフィック・チャンネル上に加入者に対してデータを送信しようとする場合は、ソフト・ハンドオフ状態にあるといわれる。通常、これは、加入者ユニットがフィンガまたはイコライザをセクタに割り当ててくるか否かに関わらない。

【0080】ソフト・ハンドオフのために、受信機200は第1遠隔送信機から第1拡散スペクトル信号を受信し、第2遠隔送信機から第2拡散スペクトル信号を受信する。遠隔送信機は、セルラ無線電話システムのセルにサービスを提供する基地局であっても、あるいはこのようなシステム内の単独のセルのセクタにサービスを提供する送信機であってもよい。これは、双方向ソフト・ハンドオフの一例である。代替の実施例においては、追加の受信機回路および適応イコライザを設けて、3方向、4方向などn方向のソフト・ハンドオフを可能にすることができる。

【0081】受信機200は、第1拡散スペクトル信号および第2拡散スペクトル信号のうち、少なくとも1つの信号にตอบสนองして誤差信号を生成する。図2の合同適応の場合は、誤差信号は両方の拡散スペクトル信号にตอบสนองして生成される。受信機200は、誤差信号にตอบสนองして、第1拡散スペクトル信号と第2拡散スペクトル信号とを適応等化し、第1被等化信号236および第2被等化信号256を生成する。受信機200はさらに、第1被等化信号236から第1トラフィック・チャンネルを、第2被等化信号256から第2トラフィック・チャンネルを復調する。最後に、受信機200は、第1トラフィック・チャンネルと第2トラフィック・チャンネルとを被受信データとして合成器228で合成する。

【0082】3つ以上のセルまたはセクタがソフト・ハンドオフ状態にある場合は、受信機200は第1拡散スペクトル信号と第2拡散スペクトル信号とを含む複数の拡散スペクトル信号を検出する。より多くのセクタが、受信機が適応イコライザを有するよりも多くの受信機とソフト・ハンドオフにある場合は、受信機200はもっとも品質の良いセクタをアクティブ信号として選択し、それらのアクティブ信号を送信する送信機とのソフト・ハンドオフに入る。受信機200は、第1適応イコライザを第1セクタに、第2適応イコライザを第2セクタに割り当てる。ソフト・ハンドオフにあるがイコライザが割り当てられていないセクタの1つの信号品質推定値が、イコライザを割り当てられたセクタの信号品質推定値を超えると、受信機200は適応イコライザを再割り

当てすることにより、1つの信号を他の信号と置き換える。この方法で、受信機200はその資源を、最良の信号品質を有する基地局またはセクタに割り当てる。

【0083】図3は、本発明による受信機の第3実施例を示す。受信機300は、サンプラ302、第1受信機回路301および第2受信機回路303を備える。本実施例においては、受信機は、2つの遠隔トランシーバまたは基地局間のソフト・ハンドオフ状態にある移動局に関して2つのMMSEイコライザを個別適応するために構築される。

【0084】第1受信機回路301は、第1適応イコライザ304、第1デスプレッダ306、第1トラフィック・チャンネル復調器308、第1パイロット・チャンネル復調器310、第1誤差信号発生器312、第1遅延要素314、加算器316、信号対雑音比(SNR)計算器318、係数計算器320、利得要素322および利得要素324を備える。同様に、第2受信機回路303は、第2適応イコライザ334、第2デスプレッダ336、第2トラフィック・チャンネル復調器338、第2パイロット・チャンネル復調器340、第2誤差信号発生器342、第2遅延要素344、加算器346、SNR計算器348、係数計算器350、利得要素352および利得要素354を備える。各受信機回路からの出力信号は、加算器356において加算される。受信機回路は、基地局などの異なる送信機から拡散スペクトル信号を受信するために割り当てられる。

【0085】受信機回路301と受信機回路303は、それぞれ図1の受信機100と同様に動作する。第1受信機回路301においては、サンプラ302が、受信された拡散スペクトル信号をサンプル速度において個別の時間信号に変換する。このサンプル速度は、チップ速度の整数倍であって、たとえばチップ速度の1倍、2倍、4倍または8倍などである。適応イコライザ304は、拡散スペクトル信号を受信する入力360と、誤差信号364を受信する入力362とを有する。適応イコライザ304は、拡散スペクトル信号上の干渉を抑制して、出力368において被等化信号366を生成する。デスプレッダ306は、所定の拡散シーケンスにตอบสนองして、被等化信号366を拡散解除する。トラフィック・チャンネル復調器308は、等化され、拡散解除された信号を復調して、トラフィック・チャンネル上に送信されるデータ・シーケンスの推定値を生成する。トラフィック・チャンネル復調器308は、デスプレッダ370と加算器372とを備える。デスプレッダ370は、目的のトラフィック・チャンネルに関して適切なウォルシュ・コードを適用することにより、被等化信号を拡散解除する。加算器372は、IS-95に関しては64チップなどの期間に亘りチップを加算して、被復調データを生成する。被復調データは、第1遅延要素314において所定の時間だけ遅延され、利得要素322および利得要素324にお

いて適切な利得により乗算され、合成器 3 5 6 に送られる。

【0086】パイロット・チャネル復調器 3 1 0 は、デスプレッダ 3 0 6 および適応イコライザ 3 0 4 からの等化され拡散解除された信号を復調して、パイロット・チャネル推定値を生成する。パイロット・チャネル復調器 3 1 0 は、デスプレッダ 3 7 4 および加算器 3 7 6 を備える。デスプレッダ 3 7 4 は、すべて論理 1 コードなどのパイロット・チャネル・ウォルシュ・コードを適用して、被等化信号を拡散解除する。拡散解除されたチップは、6 4 チップなど所定の期間に亘り加算器 3 7 6 で加算され、被推定パイロット信号 3 7 7 を生成する。加算器 3 1 6 において、被推定パイロット信号 3 7 7 は、パイロット信号のすべて論理 1 のデータ・シーケンスなどの所定のデータ・シーケンスと比較される。第 1 誤差信号発生器 3 1 2 は、加算器 3 7 8 および加算器 3 7 9 を備える。加算器 3 7 8 は、デスプレッダ 3 7 4 から拡散解除されたチップを受け取り、所定の期間に亘りチップを加算する。この期間は、チップ速度の任意の整数倍とすることができる。加算器 3 7 8 の出力は、加算器 3 7 9 において、パイロット信号のすべて 1 のデータ・シーケンスなどの所定のデータ・シーケンスと比較されて、誤差信号 3 6 4 を生成する。

【0087】第 2 受信機回路 3 0 3 は、実質的に同様に動作する。適応イコライザ 3 3 4 は、誤差信号 3 8 4 に応答して、拡散スペクトル信号上の干渉を抑制し、被等化信号 3 8 6 を生成する。デスプレッダ 3 3 6 は、所定の拡散シーケンスに応答して、被等化信号 3 8 6 を拡散解除する。トラフィック・チャネル復調器 3 3 8 は、等化され、拡散解除された信号を復調して、トラフィック・チャネル上に送信されるデータ・シーケンスの推定値を生成する。トラフィック・チャネル復調器 3 3 8 は、デスプレッダ 3 9 0 と加算器 3 9 2 とを備える。これらは第 1 受信機回路 3 0 1 のデスプレッダ 3 7 0 および加算器 3 7 2 と同様に動作する。被復調トラフィック・シンボルが第 2 遅延要素 3 4 4 に送られ、所定の時間遅延されて、利得要素 3 5 2 および利得要素 3 5 4 に送られる。パイロット・チャネル復調器 3 4 0 は、デスプレッダ 3 9 4 および加算器 3 9 6 を備える。デスプレッダ 3 9 4 および加算器 3 9 6 は、被推定パイロット信号 3 9 7 を生成する。加算器 3 4 6 において、被推定パイロット信号 3 9 7 は、パイロット信号のすべて論理 1 のデータ・シーケンスなどの所定のデータ・シーケンスと比較される。第 2 誤差信号発生器 3 4 2 は、加算器 3 9 8 および加算器 3 9 9 を備える。加算器 3 9 8 は、デスプレッダ 3 9 4 から拡散解除されたチップを受け取り、所定の期間に亘りチップを加算する。この期間は、チップ速度の任意の整数倍とすることができる。加算器 3 9 8 の出力は、加算器 3 9 9 において、パイロット信号のすべて 1 のデータ・シーケンスなどの所定のデータ・シーケ

ンスと比較され、誤差信号 3 8 4 を生成する。

【0088】かくして、受信機 3 0 0 は、適応イコライザを個別に適応して、2 つの受信機回路の出力を合成する。個別適応により、各イコライザの信号対雑音比を推定または測定して、最適な合成係数を計算することができるようにしなければならない。SNR 計算器 3 1 8, 3 4 8 は、各受信機回路の SNR を推定する。係数計算器 3 2 0, 3 5 0 は、各受信機回路の最適な合成係数を決定する。一般に、イコライザ出力の平均と分散とがそれぞれ、 σ^2 により与えられると、最適な合成係数は、 σ^2 / σ^2 である。図 2 に示される合同適応の場合と同様に、パイロット振幅が等しくないか、あるいはトラフィック・チャネル振幅が等しくない場合は、 A_0, A_1, B_0, B_1 を用いて標示される利得修正が必要とされる。このとき、 A_0, B_0 は 2 つのセクタのパイロット振幅を表し、 A_1, B_1 はトラフィック・チャネル振幅を表す。別々の、すなわち個別適応を使用するときは、平均二乗誤差の測定前に合成されるチップ数が 6 4 チップの倍数であり、合成期間がウォルシュ・コード境界と一致することが必要になる。利得修正が、パイロット・チャネルおよびトラフィック・チャネルの振幅について行われる。適応イコライザは、チップ速度の任意の整数倍において更新することができる。

【0089】受信機 3 0 0 を用いるソフト・ハンドオフは、図 2 の受信機 2 0 0 を用いるソフト・ハンドオフと同様に動作する。しかし、誤差信号は、各受信機回路毎に生成され、個別のイコライザの適応のために用いられる。

【0090】図 4 は、本発明を採用することのできる拡散スペクトル通信システム 4 0 0 を示す。通信システム 4 0 0 は、基地局 4 0 2 および基地局 4 0 4 を含む複数の基地局を備える。各基地局は、システム内およびシステムと公衆電話交換網 4 0 8 との間の通信を制御する移動交換センター 4 0 6 に個々に結合される。通信システム 4 0 0 は、IS-95 に準拠して動作するセルラ電話システム、別の種類のセルラまたは移動通信システム、固定ワイヤレス・ローカル・ループ・システムまたは他の種類の無線システムとすることができる。

【0091】各基地局は、固定トランシーバまたは、移動局 4 1 0 などの移動トランシーバとの無線周波数 (RF) 通信を行うよう構築される。従って、各基地局は、基地局 4 0 2 の受信機 4 1 2 および基地局 4 0 4 の受信機 4 1 4 などの受信機と、基地局 4 0 2 の送信機 4 1 6 および基地局 4 0 4 の送信機 4 1 8 などの送信機とを備える。各送信機は、第 1 信号および第 2 信号を含む拡散スペクトル信号を送信する。第 1 信号は、実質的に第 2 信号に対して直交する。第 1 信号は、たとえば、IS-95 装置のパイロット・チャネルであり、第 2 信号は 1 つ以上のトラフィック・チャネルである。IS-95 においては、パイロット・チャネルとトラフィック・チャネルと

は、ウォルシュ・コードまたはアダマール・コードを用いてそれぞれがカバーされるので、送信時にはチャンネルはすべて、実質的に直交する。

【0092】移動局410は、アナログ・フロント・エンド420、受信機424、送信機426、制御部428およびユーザ・インタフェース430を備える。アナログ・フロント・エンド420は、拡散スペクトル信号を濾波して、ベースバンド信号への変換を行う。アナログ・フロント・エンド420は、さらにアナログ・デジタル変換を行い、ベースバンド信号をデジタル・データのストリームに変換して、更なる処理を行う。受信機424は、デジタル・データを復調して、被復調データを制御部428に送る。受信機424は、好ましくは、受信機100（図1）、受信機200（図2）または受信機300（図3）として構築される。制御部428は、移動局410が基地局402および基地局404とのソフト・ハンドオフにあるときに、受信機内の適応イコライザの割当を含む移動局410の動作全体を制御する。制御部は、また、無線機構成部品とユーザ・インタフェース430との対話も制御する。ユーザ・インタフェースには、通常、ディスプレイ、キーパッド、スピーカおよびマイクロフォンが含まれる。基地局の1つなどの遠隔受信機へ送信するために、送信機426がデータを変調する。被変調データは、アナログ・フロント・エンド420により処理されて、無線周波数において送信される。

【0093】いかなる通信システムにおいても、被受信チャンネル・シンボルの品質または信頼性は、チャンネルの品質に応じて可変する。移動セルラ・システムにおいては、チャンネルは、移動局または加入者ユニットの移動ならびにその他の要因により変化する。その結果、チャンネルが劣化したり、チャンネルの多重経路プロファイルが時間と共に変化する。

【0094】畳込み符号化を用いるIS-95などの符号化を伴うシステムにおいては、信頼性情報をデコーダに役立てることができる。IS-95では、ビタービ・デコーダを用いて、移動局における被受信送信を解読する。ビタービ・デコーダは、最尤デコーダであり、特定の解読量を最小限にする情報数列を選択または解読する。他の種類のコードおよびデコーダも、信頼性情報を利用することができる。最尤解読および最小距離解読（または包括最小距離解読）を、トレリス・コード、リード・ソロモン・コード、BCHコードなどに適用することができる。

【0095】符号化を伴うシステムにおいて等化を良く利用するためには、図1の出力116における被復調データなどのイコライザ出力または、図3の加算器356からのデータなどのソフト・ハンドオフ状態にあるシステムにおいて合成されたイコライザ出力を、信号対雑音比の推定値により計数化すべきである。信号対雑音比を用いて複数のイコライザ（たとえば図2を参照）の出力

を適切に（最適に）計数化および合成するように、信号対雑音比を用いて、単独のイコライザの出力または複数のイコライザの合成和を計数化して、ビタービ・デコーダが被受信送信を最適に解読（最尤解読）することができるようにすることが可能である。あるいは、他種の符号化およびデコーダに関して、被復調出力およびこの出力に関する信号対雑音比の推定値の両方を有するデコーダを設けることにより、解読動作を改善することができる。

10 【0096】図5は、本発明による受信機500のブロック図である。受信機500は、受信機100（図1）および受信機300（図3）と同様に構築され、これらの受信機と同様に動作する。受信機500は、サンプリング502、適応イコライザ504、デスプレッド506、トラフィック・チャンネル復調器508、パイロット・チャンネル復調器510、誤差信号発生器512、信号対雑音比（SNR）推定器514および合成器516を備える。

20 【0097】図5においては、トラフィック・チャンネル復調器508からのデータであるイコライザの出力が、SNR推定器からの信号対雑音比推定値により計数化される。イコライザの出力は、図5では（1）シンボル推定値として標示され、SNRの推定値は（2）SNR推定値として標示される。受信機500の出力は、（3）重み付けされたシンボル推定値として示される。

【0098】図6は、図5の受信機500と関連して用いることのできるビタービ・デコーダ520を示す。ビタービ・デコーダ520は、受信機500から重み付けしたシンボル推定値を受信する。図7は、図5の受信機500と代替に用いることのできるより一般的なデコーダ530を示す。畳込み符号化以外の符号化を伴うが、最尤または最小距離解読を採用するシステムに関しては、図7に示されるように、被復調シンボルとは別に、デコーダ530に信号対雑音比推定値を提供することが適当である。

40 【0099】1つのイコライザが各セクタに割り当てられるソフト・ハンドオフにおいては、受信機は、合成された信号対雑音比の推定値により複数のイコライザの被合成出力を計数化するか、あるいは、受信機は被合成信号対雑音比の明確な推定値を別に伴うデコーダを提供しなければならない。図3においては、イコライザ出力がすでに被合成信号対雑音比の推定値により計数化されたことに注目されたい。このため、図3の受信機300の出力は、図5のデコーダ520などのビタービ・デコーダの入力に直接的に送ることもできる。

50 【0100】近年、パイロット・シンボルとデータ・シンボルとの間で同一の拡散コードが共有されるCDMAシステムが提案された。このようなシステムの1つに、FRAMESモード2とも呼ばれる汎用移動通信サービス（UTMS: Universal Mobile Telecommunications Service）に対

するアルファ提案がある。適応方法を修正しなければならないが、適応イコライザをこれらのシステムに適用することができる。適応イコライザは、パイロット・シンボルが受信されるときに適応すればよい。これは、イコライザ／デスプレッダの出力における誤差は、被送信信号が既知のときしか測定することができないためである。

【0101】パイロット・シンボルとパイロット・シンボルのバーストとの間に受信されるデータ・シンボルに関しては、イコライザ係数の定義には基本的には2つの選択肢が存在する。図8に示される第1の選択肢は、パイロット・シンボル間の期間においてイコライザ係数を凍結することである。図8は、本発明による受信機600のブロック図である。受信機600は、サンプラ602、適応イコライザ604、デスプレッダ606、トラフィック・チャンネル復調器608、パイロット・チャンネル復調器610および誤差信号発生器612を備える。受信機600の構造と動作は、上記の受信機の構造および動作と同様である。しかし、パイロット・シンボルとデータ・シンボルとの間で拡散コードの共有を可能にするために、受信機600には、さらにスイッチ614およびスイッチ616が含まれる。パイロット・シンボルまたはパイロット・シンボルのバーストが受信されると、スイッチ616が閉じて、パイロット・シンボルにตอบสนองしてイコライザ604の等化を可能にする。データ・シンボルが受信されると、スイッチ616が開いて、スイッチ614が閉じ、受信機600から被復調データを伝える。この選択肢では、パイロット・シンボルの後続のバースト間にすべてのデータ・シンボルを復調するために同一のイコライザ係数が用いられる。

【0102】図9に示される第2の選択肢は、パイロット・バースト間にデータ・シンボルを復調するために用いられるイコライザ係数を定義するための線形またはその他の補間法を用いることである。図9は、本発明による受信機700のブロック図である。受信機700は、サンプラ702、適応イコライザ704、パイロット・デスプレッダ706、トラフィック・デスプレッダ708、トラフィック・チャンネル復調器710、パイロット・チャンネル復調器712および誤差信号発生器714を備える。さらに、受信機700は、図9では $C_{int}(z)$ と示される被補間イコライザ716およびバッファまたは遅延718および遅延720を備える。

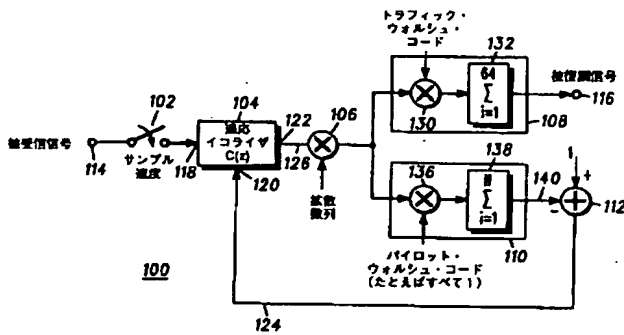
【0103】図9において、 $C_{int}(z)$ を用いて、被補間イコライザを示すが、この場合、補間は適応イコライザ704により目的のデータ・シンボルのいずれかの側のパイロット・バーストの終点で決定される適応イコライザ係数間で行われる。図9に示されるように、補間が用いられると、隣接するパイロット・バーストの間の遅延718内にデータ・シンボルをバッファすることが必要になる。同様に、拡散シーケンスを遅延720にバッファ

して、データ・シンボルと拡散シーケンスの時間的整合を維持しなければならない。パイロット・シンボルの新しいバーストが受信された後は、この新しいパイロット・バーストと以前のパイロット・バーストとの間のすべてのデータ・シンボルを復調することができる。スイッチ722およびスイッチ724が、受信機700から復調されるデータの準備と、イコライザ704の適応とをそれぞれ制御する。補間は、データ・バースト全体を通じてイコライザ係数を調整するために用いられる。

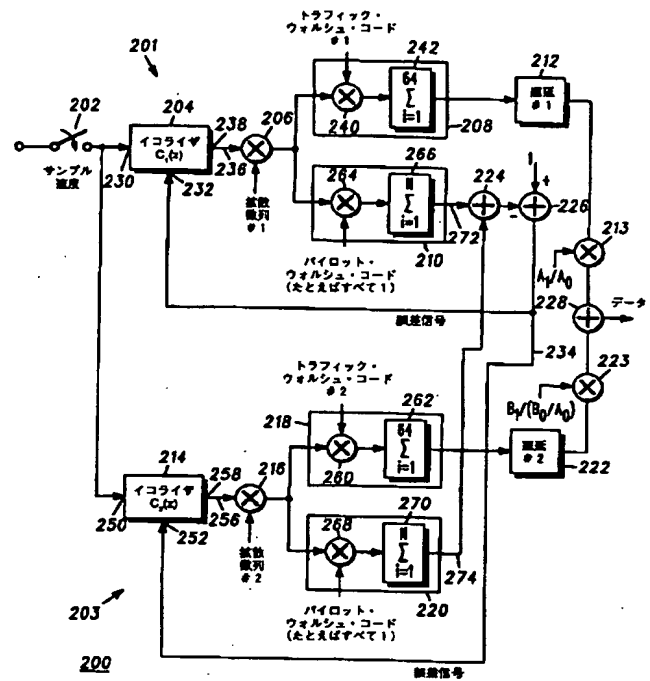
10 【0104】UMTSアルファ・コンセプトの文書においては、同期チャンネルが定義される。同期が行われると、望ましい場合は同期チャンネルを用いて、チャンネルを追跡することもできる。UMTSアルファ・コンセプトにおいては、2つの同期バースト—すなわち一次および二次バースト—が各時間スロットの間に送信される。これらの同期バーストを両方とも、共有されるパイロット／データ・チャンネル上のパイロット・バーストに加えて用いて、イコライザを適応することができる。

【0105】図10に、イコライザの適応を行う1つの方法が示される。図10は、本発明による受信機800のブロック図である。受信機800は、サンプラ802、適応イコライザ804およびトラフィック・チャンネル復調器808を備える。トラフィック・チャンネル上にデータ・シンボルが存在すると、スイッチ810が閉じて、被復調データを受信機800の出力として提供する。イコライザ804を適応する誤差信号を生成するために、誤差信号発生器834がパイロット・シンボル、一次同期バーストおよび二次同期バーストに相当する信号を受信する。パイロット・チャンネル復調器812が、
20 パイロット・チャンネルを復調する。図示される実施例においては、被復調パイロット・シンボルは、乗算器814においてデータ・チャンネルの振幅により計数化される。パイロット・シンボルが存在すると、スイッチ816が閉じる。UMTSアルファ・システムにおいては、同期バーストは拡散されず、そのために適応イコライザ804の出力が直接的に、一次同期バースト復調器818と第2同期バースト復調器820に送られ、デスプレッダ806は迂回される。二次同期バーストは、送信時に変調されるので、この変調は乗算器821により得られ
30 る。両方の被復調同期バーストは、乗算器822および乗算器824において、同期チャンネルの振幅によって計数化される。一次同期バーストが存在するとスイッチ826が閉じ、二次同期バーストが存在するとスイッチ828が閉じる。合成器832は、一次および二次同期バーストを合成し、合成器830がこの結果をパイロット・シンボルと合成する。この和は、誤差信号発生器834に送られる。パイロット・シンボルが存在するか、あるいは同期バーストの1つが存在するとスイッチ836が閉じ、適応イコライザ804は誤差信号にตอบสนองして適
40 応する。
50

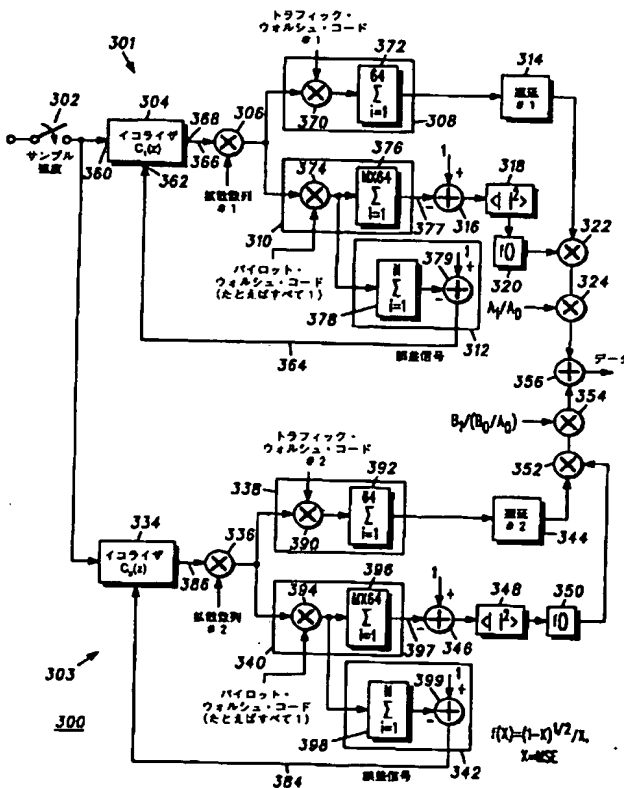
【図 1】



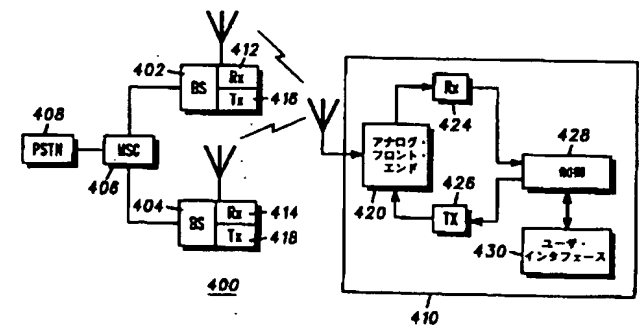
【図 2】



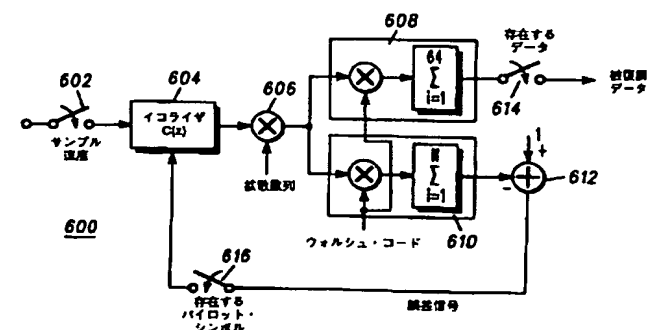
【図 3】



【図 4】



【図 8】



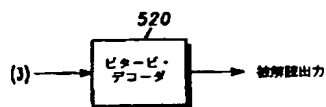
【0106】かくして、図10においては、イコライザはパイロット／同期バーストの間に凍結される。あるいは、図9の実施例と同様に、データ・シンボルがパツファされる場合は、補間を用いることができる。図10においても、乗算器821を用いて、二次同期チャンネル上に用いられる変調数列を除去することが必要であることに注目されたい。

【0107】上記から明らかなように、本発明は拡散スペクトル通信システムにおいて適応等化を用いることで干渉抑制を行う通信装置および方法を提供する。通信装置の受信機は、IS-95システムのパイロット・チャンネルなどのパイロット信号を用いて適応する適応イコライザを備える。本発明の通信装置および方法は、重要な利点を提供する。

【0108】第1に、本発明はレーキ受信機などの整合フィルタ受信機に比べて大きな性能上の利点を提供する。 I_{oc}/I_{or} が小さいとき、大きな利得を得ることができる。 $I_{oc}/I_{or} \geq 1$ の場合、他セル干渉がただ1つまたは2つのセクタにより支配される場合は、大きな利得を得ることができる。イコライザが最適または最適に近い解決に適応するときは、MMSEイコライザの性能は常に、少なくとも整合フィルタ受信機と同程度に良好である。

【0109】第2に、適応イコライザを用いることで、移動局とのソフト・ハンドオフにおいてセクタから受信される種々の多重経路構成部品の間で、レーキ受信機フィンガを常に割り当てたり、再割り当てすることから、受信機を解放する。代わりに、1つのイコライザを移動局とのソフト・ハンドオフ中にある各セクタに割り当てる。研究の結果、5～20MHzの帯域幅を有する提案される広帯域CDMAシステムに関して、移動局がフィンガをすべての重要な多重経路に割り当てない場合は、多重経路を解消する受信機のより大きな能力が、実際は受信機性能を低下させることがわかった。広帯域CDMAシステムに関して、すべての重要な多重経路を合成するために必要なフィンガの数は極めて大きい。たとえば、現在のCDMA移動局は、1.25MHzの帯域幅を持つシステムにおいて3つまたは4つのレーキフィンガを用いる。受信機で必要とされるフィンガ数が、帯域幅と共に計数化すると、提案される5、10および20MHzのシステムは、それぞれ16、32および64のレーキフィンガを必要

【図6】



とすることになる。このように多くの受信機フィンガを良好に割り当てたり、再割り当てすることは困難である。本発明の特定の実施例が図示および説明されたが、修正も可能である。たとえば、図2および図3の受信機に含まれる受信機回路の数を適切な数に増やすことができる。本発明は、その更なる目的および利点と共に、添付の図面に関連して参照することにより良く理解頂けよう。図面のいくつかにおいては、同様の参照番号は同一要素を識別するものである。

10 【図面の簡単な説明】

【図1】本発明による受信機の第1実施例のブロック図である。

【図2】本発明による受信機の第2実施例のブロック図である。

【図3】本発明による受信機の第3実施例のブロック図である。

【図4】拡散スペクトル通信システムのブロック図である。

【図5】本発明による受信機のブロック図を示す。

20 【図6】図5の受信機と関連して用いられるビタービ・デコーダ520を示す。

【図7】図5の受信機500と関連して用いられるデコーダを示す。

【図8】本発明による受信機のブロック図である。

【図9】本発明による受信機のブロック図である。

【図10】本発明による受信機のブロック図である。

【符号の説明】

100 受信機

102 サンプラ

30 104 適応イコライザ

106、130、136 デスプレッタ

108 トラフィック・チャンネル復調器

110 パイロット・チャンネル復調器

112、132、138 加算器

114、118、120 入力

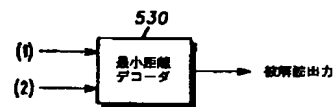
116、122 出力

124 誤差信号

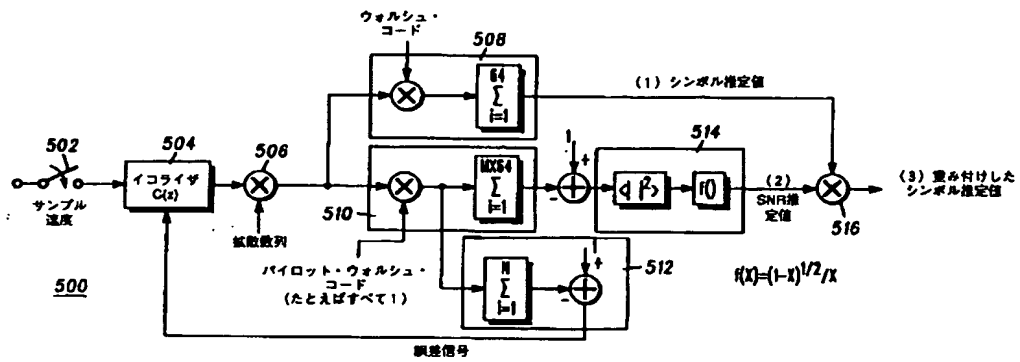
126 被等化信号

140 パイロット・チャンネル信号

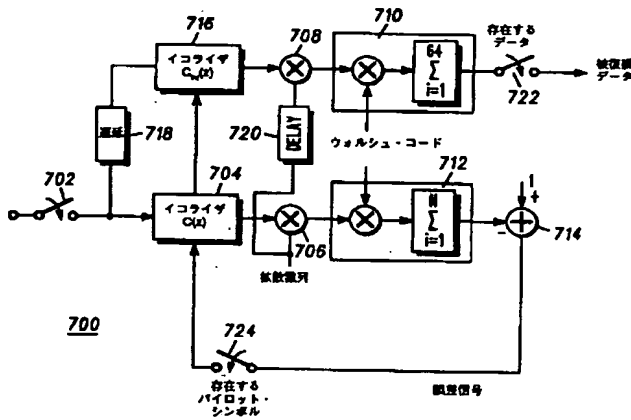
【図7】



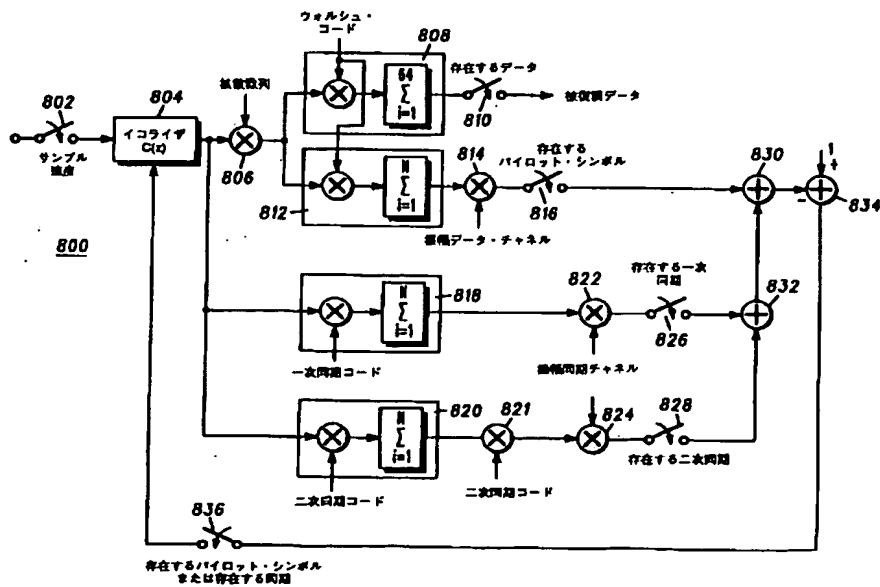
【図 5】



【図 9】



【図 10】



フロントページの続き

(72) 発明者 コリン・ディー・フランク
 アメリカ合衆国イリノイ州シカゴ、ナンバ
 ー 3、ブロンプトン 729

(72) 発明者 ウパマンユ・マドハウ
 アメリカ合衆国イリノイ州アーバナ、コム
 ベス・ストリート 2509

(72) 発明者 ラハル・シン
 アメリカ合衆国イリノイ州アーリントン・
 ハイツ、ナンバー 307、パッファロー・グ
 ローブ・ロード 2740